

SPECIFICATION

Tactile sensing method and system

Technical Field

本発明は、各計測点に貼り付けたセンサ素子としての歪みゲージの出力に応じて感度を自動調整可能な自動感度可変型の触覚情報検出方法およびシステムに関するものである。

Related Art

人の皮膚には各種の触覚受容器が存在しており、軽く触れた感触から衝撃力まで識別することができる。例えば、指先には 1 平方センチメートル当たり約 1500 のマイスナー小体および約 750 のメルケル触覚盤が皮膚の上部に存在し、約 75 のバシニアン小体およびルフィニ器官が皮膚の深部に存在する。これらの時間応答や空間応答の異なる 4 種類の感触受容器によって、広い計測レンジを実現している。

人とロボットが共存する環境を考えた場合、ロボットに装着する触覚センサは絶えず適切な計測レンジというものが必要になってくると考えられる。例えば、ロボットの指先で細かな作業をすることを考えた場合、高感度な触覚センサが要求されるかもしれない。一方で、危険を回避するために大きな衝撃力も計測できるセンサが必要となるかもしれない。

ロボットにおける触覚センサの研究は、H. Ernunst 等によって 1960 年頃から始まった。その後、さまざまな角度から数多くの触覚センサが提案されてきた。例えば、感度や分解能、線形性、少配線機構、実装性などについて改良された触角センサが提案されてきた。

ここで、従来においては、(M × N) のマトリックス状に触角センサを配置し、各触覚センサを順次に切り替えて、各触覚センサが配置されている各計測点での触覚情報を計測する方法が広く採用されている。この形式の触覚センサの問題点は、各計測点の情報を読み取るための多数本

の配線が必要になるということである。

配線数を減らすために、例えば、シノダ等によって新しい無線式の触覚センシングが提案されている。これは、コイルを使い、電力転送とセンシングを無線で行うものである。また、このセンサは柔軟な材質の中に多くの共振回路を配置した構成となっており、接触部分を識別可能となっている。

従来の触覚センサは、規定値を超える強いレベルの信号が入力するとすぐ飽和してしまったり、極端に小さな接触力の時には、センサ分解能が悪くなるという問題点がある。そこで、触覚センサへの入力に応じて適切なゲイン調整を行うための触覚センサの自動利得制御（以下、AGCと称する。）が必要である。

また、大面積の触覚センサを考えた場合、各センサ素子に入力される接触力は一定ではないので、部分的に飽和したり、分解能が悪くなったりすることが予想される。これらを防ぐためには、計測点毎にセンサ素子のゲイン調整を行えることが望ましい。

さらに、有線式の触覚センサの場合には、多数の計測点に設置された各センサ素子と、これらの出力から各計測点における触覚情報を検出するためのコントローラとの間を結ぶ配線数を低減できることが望ましい。

Disclosure of the Invention

本発明の目的は、各計測点に配置した各歪みゲージ（センサ素子）に作用する接触力に応じて、各ひずみゲージのゲインを自動調節可能な触覚情報検出方法および触覚センサ・システムを提案することにある。

また、本発明の目的は、上記課題に加えて、触角センサとコントローラとの間の配線数を低減可能な触覚情報検出方法および触覚センサ・システムを提案することにある。

上記およびその他の目的を達成するために、本発明は、各計測点に貼り付けた歪みゲージによって、計測点毎にブリッジ回路を構成し、各ブ

リッジ回路からの出力に基づき、各計測点に作用する接触力などの触覚情報を検出する触覚情報検出方法において、

周波数の異なる正弦波成分を含む混合正弦波信号を生成し、

この混合正弦波信号を各ブリッジ回路に対してバンドパスフィルタを介して印加することにより、各ブリッジ回路に対して予め定められている単一周波数の正弦波信号を印加し、

各ブリッジ回路から得られる出力を加算して加算出力を生成し、

この加算出力から、三角関数の直交性を利用して、各計測点に作用している接触力および接触方向のうち、少なくとも接触力を求め、

各計測点で計測された電圧振幅と、予め計測点毎に設定されている目標電圧とを比較し、これらの誤差を抑制するように、各計測点のブリッジ回路に印加される各周波数の正弦波信号の電圧振幅を調整して、各計測点のブリッジ回路のゲイン制御を行うことを特徴としている。

また、本発明は、上記の触覚情報検出方法により各計測点に作用する接触力などの触覚情報を検出する触覚情報検出システムであって、

触角センサと、コントローラと、前記触角センサから出力される前記加算出力を前記コントローラに供給するための信号出力線と、前記コントローラから出力される前記混合正弦波信号を前記触角センサに供給するためのゲイン制御線とを有し、

前記触角センサは、複数のセンサユニットと、各センサユニットの出力を加算して前記加算出力を生成する加算回路とを備え、

各センサユニットは、計測点に配置した複数の歪みゲージから構成される前記ブリッジ回路と、前記混合正弦波信号に含まれている予め定められた単一周波数の正弦波信号を前記ブリッジ回路に印加するためのバンドパスフィルタとを備え、

前記コントローラは、前記信号出力線を介して供給される前記加算出力をA/D変換するA/D変換器と、A/D変換後の加算出力から、三角関数の直交性を利用して、各計測点に作用している接触力およびその接触方向のうち、少なくとも接触力を算出するアナライザと、各計測点で計測

された電圧振幅および予め定められている目標電圧を比較し、これらの誤差を抑制するように、前記触覚センサの各センサユニットに印加される各周波数の正弦波信号の電圧振幅を調整する自動利得制御回路と、調整された電圧振幅を備えた各周波数の正弦波を含む混合正弦波を生成して出力するD A変換器とを備えていることを特徴としている。

本発明によれば、触角センサとコントローラの間が一入力、一出力のインターフェースでありながら、複数のセンサ素子（センサユニット）のゲインを個別に制御可能な感度可変型の触覚情報検出システムを実現できる。

すなわち、センサユニットとコントローラとのインターフェースを一入力一出力として、各計測点の同時計測と、各計測点から得られる検出信号の同時ゲイン調整とを行うことができる。

また、アナライザでの簡単な信号処理により各計測点に作用する力の情報をリアルタイムに計測できる。

さらに、常に触角センサからの信号強度を一定範囲内に保つことができるので、触角センサが飽和することや、触覚センサの分解能が極端に低下することを防止できる。よって、常に適切なセンシングを行うことができる。

Brief Description of the Drawings

【図 1】

本発明を適用した触覚情報検出システムを示す概略ブロック図である。

【図 2】

図1の触覚情報検出システムにおけるセンサユニットの回路構成を示す概略ブロック図である。

【図 3】

図1の触覚センサが複数組備わっている触覚情報検出システムの一例を示す構成図である。

【図 4】

図 1 の i 番目のセンサユニットの信号フィードバックループを示す概略ブロック図である。

【図 5 A】

図 1 のアナライザの処理動作を示す概略ブロック図である。

【図 5 B】

アナライザで得られる位相情報の意味を示す説明図である。

【図 5 C】

アナライザで得られる位相上方の意味を示す説明図である。

【図 6】

図 1 の A G C の処理動作を示す概略ブロック図である。

【図 7】

図 1 の D A 変換器からの出力信号波形を示す説明図である。

【図 8】

本発明の効果を確認するための実験に用いた触角センシングシステムの触覚センサの構成を示す説明図である。

【図 9 A】

自動利得制御を行わない場合に得られる触覚センサの出力信号波形を示すグラフである。

【図 9 B】

自動利得制御を行わない場合に得られる触覚センサの出力信号波形を示すグラフである。

【図 9 C】

自動利得制御を行わない場合に得られる触覚センサの出力信号波形を示すグラフである。

【図 10 A】

自動利得制御を行わない場合における触覚センサの出力信号波形を示すグラフである。

【図 10 B】

図 10 A の場合における触覚センサに対する入力信号を示すグラフである。

【図 11 A】

自動利得制御を行った場合における触覚センサからの出力信号波形を示すグラフである。

【図 11 B】

触覚センサに対する入力信号を示すグラフである。

【図 11 C】

自動利得制御を行った場合における触覚センサからの出力信号波形を示すグラフである。

【図 11 D】

触覚センサに対する入力信号を示すグラフである。

Best Mode for Carrying Out the Present Invention

以下に、図面を参照して本発明を適用した自動感度可変型の触覚情報検出システムを詳細に説明する。

図 1 は触覚情報検出システムを示す全体構成図であり、図 2 はその触覚センサの回路構成を示すブロック図である。触覚情報検出システム 1 は、歪みゲージ式の触覚センサ 2 とコントローラ 3 とを有している。触覚センサ 2 は、センサ基板 4 と、この基板 4 の表面にマトリックス状に配列した複数個のセンサユニット 5 i ($i = 1, 2, 3 \dots$) と、センサユニット 5 i を覆っているポリマーゲルなどの柔軟性素材 6 により形成された検出面 6 a とを備えている。

センサユニット 5 は、検出面 6 a の計測点に対応する位置に直交状態に配置されている一対の歪みゲージ 5 1、5 2 により構成されたブリッジ回路 5 3 と、ブリッジ回路 5 3 の出力から差動信号を生成する差動増幅器 5 4 と、ブリッジ回路 5 3 に特定波長の入力信号を印加するためのバンドパスフィルタ (BPF) 5 5 とを備えている。また、触覚センサ 2 は、各センサユニット 5 の出力（差動増幅器 5 4 の出力）を合成する

加算回路 5 6 と、加算回路 5 6 で得られた合成信号を増幅する増幅器 5 7 を有し、増幅器 5 7 の出力が单一の信号出力線 5 8 を経由してコントローラ 3 に供給される。一方、コントローラ 3 は A D 変換器 7、アナライザ 8、自動利得制御回路（以下、A G C と呼ぶ。）9 および D A 変換器 1 0 を備えている。D A 変換器 1 0 から出力されるゲイン制御信号が单一のゲイン制御線 1 1 を介して触覚センサ 2 の各センサユニット 5 に供給される。

なお、計測点が増える場合には、例えば、図 3 に示すように、複数組の触覚センサ 2 をコントローラ 3 に対して並列に配置すればよい。

触覚情報検出システム 1 は、触覚情報（本例では、接触力）の計測と、触覚センサ 2 の各センサユニット 5 のゲイン制御を同時にを行うことが可能である。ゲイン制御のためにコントローラ 3 の D A 変換器 1 0 から周波数の異なる正弦波の和（混合正弦波信号）をゲイン制御信号 $y(t)$ として出力する。各計測点に置かれた各センサユニット 5 では、バンドパスフィルタ（B P F）5 5 を介して、予め決められた周波数の正弦波成分のみを含むゲイン制御信号がブリッジ回路 5 3 に加わる。この結果、後述のようにゲイン調整が行われる。

一方、センサユニット 5 i のブリッジ回路 5 3 から出力される信号 $V_i(t)$ の振幅 A_i は、センサユニット 5 i に入力される力に比例し、それぞれの出力が加算回路 5 6 により多重化される。よって、複数の計測点での検出出力を、コントローラ 3 の A D 変換器 7 において一括して A D 変換することができる。このような一入力・一出力構成により、コントローラ 3 は、D A 変換器 1 0 を介して、簡単に複数の計測点での接触力などの触覚情報の計測、およびゲイン調整を行うことができる。

次に、コントローラ 3 のアナライザ 8 と A G C 9 で行われる処理の概要を説明する。アナライザ 8 では、リアルタイムに各計測点における力の情報を算出するために、i チャンネル毎にフーリエ変換と等価な処理を行っている。A G C 9 では、触角センサ 2 のセンサユニット 5 i からの信号が基準値（目標値）になるように、絶えずゲイン制御を行ってい

る。A G C 9 の役割は、出来る限り信号の強度をある範囲内で一定に保ち、計測できないような不安定な状態を避けることである。例えば、極端に大きな接触力が特定の計測点に加わったとすると、A G C 9 は、その計測点に配置されているセンサユニット 5 i のゲインを制御する正弦波の振幅 A_i が小さくなるように制御する。これにより、センサユニット 5 i からの出力信号 $V_i(t)$ が所定範囲内の値に維持される。また、小さな接触力が計測点に作用したときは、A G C 9 は、センサユニット 5 i からの信号 $V_i(t)$ が所定範囲内に入るように、対応する正弦波の振幅 A_i を大きくして、ゲインを上げる。

自動利得制御の考え方は既に C C D カメラや M I C アンプ等に実装されており、規定レベルを超えた強いレベルの信号が入力してきたときや、規定レベル未満の弱いレベルの信号が入力してきたときには、信号の強度レベルを一定範囲に保つようにしている。本発明では、計測という観点から、A G C 機能を取り入れた新しい触覚情報検出システム 1 を実現している。

図 4 は i 番目のセンサユニット 5 i のフィードバックループを示すブロック図であり、この図には触角センサ 2 とコントローラ 3 の間の信号の流れが示されている。計測点に配置したセンサユニット 5 i のゲインをコントローラ 3 の側から同時制御するために、D A 変換器 1 0 を介して周波数の異なる正弦波の和を出力する。この混合正弦波信号 $y(t)$ は式 (1) のように表せる。

【数1】

$$y(t) = A_1 \sin(2\pi f_1 t) + A_2 \sin(2\pi f_2 t) + \dots + A_i \sin(2\pi f_i t) + \dots \quad (1)$$

ただし、 A_i と f_i は、i 番目の電圧振幅と周波数である。各計測点のブリッジ回路 5 3 には、式 (1) のような混合正弦波信号 $y(t)$ が加わることになるが、バンドパスフィルタ 5 5 によってブリッジ回路 5 3 には予め決めておいた单一周波数 f_i の正弦波成分だけが加わる。従つ

て、 i 番目のブリッジ回路 5 3 には $A_i \sin(2\pi f_i t)$ だけが加わり、力が歪みセンサ 5 1、5 2 に加えられると、 i 番目のセンサユニット 5 i からの出力電圧 $V_i(t)$ は式 (2) のようになる。

【数2】

$$V_i(t) = G_i \times \frac{\Delta R_i}{2R} A_i \sin(2\pi f_i t + \phi_i) \quad (2)$$

ただし、 G_i は差動増幅器 5 4 のゲイン、 ϕ_i は印加周波数との位相のずれ、 ΔR_i は接触力による歪みゲージ 5 1、5 2 の抵抗の変化量、 R はブリッジ回路 5 3 のバランス抵抗である。この式から分かるように、差動増幅器 5 4 のゲイン G_i は一定であるから、ブリッジ回路 5 3 に印加する電圧振幅 A_i をコントローラ 3 の側から変えることにより、等価的にセンサユニット 5 i のゲインを変えていくことになる。各計測点からの出力信号 $V_i(t)$ は、加算回路 5 6 により多重化され、コントローラ 3 で同時に計測することができる。従って、コントローラ 3 に取り込まれる入力信号 $V_{input}(t)$ は式 (3) のように表せる。

【数3】

$$V_{input}(t) = \sum_{i=1}^n V_i(t) \quad (3)$$

$$|V_{input}(t)| < |V_{input}|_{max}$$

ただし、 $|V_{input}|_{max}$ は A/D 変換器 7 などの最大入力電圧である。各計測点に加えられた力は、アナライザ 8 により算出されるが、最大入力電圧を超える力は算出することができない。そこで、A/G/C 9 により $V_i(t)$ の信号の強度レベルを一定範囲内に保つように、適切にゲイン

制御を行う。このようにゲイン制御のフィードバックを形成することにより、規定値を超えた強い力がセンサユニット*5 i*に入力しても、信号の飽和を防ぐことができ、センサユニット*5 i*に小さな力が入力したときには、規定範囲内のレベルまでゲインを高くして分解能を上げることができる。つまり、信号の強度レベルを一定範囲内に保つことができ、計測できないといった不安定な状態に陥ることを抑制できる。アナライザ8とA G C 9については以下にさらに詳しく説明する。

(アナライザ)

図4および図5Aに示すように、センサユニット*5 i*からの出力*V_i(t)*は、式(2)、(3)により表されるように、計測点に作用する力に応じて振幅変調された周波数成分を含む。したがって、計測点に作用する力を求めるために、以下のようにして復調を行う。各計測点に印加してある周波数(搬送波)は前もって分かっているので、必要な周波数と振幅の関係だけを求めればよい。まず、式(4)、(5)のように、出力*V_{input}*をA D変換して得られる出力*V_{sum}(t)*に対して正弦波と余弦波との相関を求める。

【数4】

$$V_x(t) = V_{sum}(t) \times \sin(2\pi f_i t) \quad (4)$$

【数5】

$$V_y(t) = V_{sum}(t) \times \sin(2\pi f_i t + \frac{\pi}{2}) \quad (5)$$

上式から得られた*V_x(t)*と*V_y(t)*をそれぞれローパスフィルタ(L P F)にかけたものを*X_i(t)*、*Y_i(t)*とすると、求める周波数の振幅、つまり接触力*F_i(t)*は次のように書くことができる。

【数6】

$$F_i(t) = d_i \sqrt{X_i^2(t) + Y_i^2(t)} \quad (6)$$

【数7】

$$\text{Phase}_i(t) = \arctan \frac{X_i(t)}{Y_i(t)} \quad (7)$$

ただし、 d_i はキャリブレーションによって決まる定数であり、位相情報 $\text{Phase}_i(t)$ は接触方向を示す。位相情報は、例えばセンサユニット 5 i の上方向からの接触か下方向からの接触かを示すものである。例えば、図 5 B に示すように、位相情報 $\text{Phase}_i(t)$ が正の場合は接触方向が下向きであることを意味し、図 5 C に示すように、位相情報 $\text{Phase}_i(t)$ が負の場合には接触方向が上向きであることを意味する。周波数 f_i 以外の成分は三角関数の直交性により、LPF のカットオフ周波数 $F_{cut}\text{Hz}$ 以外がカットされる。このカットオフ周波数 f_{cut} の決定は、触覚センサ 2 への入力をどの程度とするかによって決定され、次式の条件を満たす必要がある。

【数8】

$$2f_{cut} < f_i, \quad f_n = \pi f_i \quad (8)$$

もし、振動や高い周波数まで検出したければ、周波数 f_i の値を上げればよい。

(自動利得制御)

AGC 9 の目的は、自動的に AD 変換器 7 などの飽和を防ぎ、接触情報の分解能を変えることである。図 4、図 6 を参照して説明すると、AGC 9 は、以下のような操作を行い、センサユニット 5 i に印加する電

圧振幅 $A_i(t)$ を適切な値となるように変化させている。

【数9】

$$E_i(t) = A_{ri}(t) - A_{ro}(t) \quad (9)$$

【数10】

$$\Delta W_i(t) = \alpha \int_0^T E_i(t) dt \quad (10)$$

【数11】

$$A_i(t) = A_{ri}(t) - \Delta W_i(t) \quad (11)$$

ただし、 $A_{ri}(t)$ は i 番目の計測点で計測された電圧振幅、 $A_{ro}(t)$ は i 番目の計測点での目標値、 $E_i(t)$ は i 番目の目標電圧との誤差、 $\Delta W_i(t)$ は印加電圧の修正量を示す。 α は小さな定数である。式(10)は積分によって高周波をカットする効果を持たせ、頻繁に変わる誤差をなだらかに変化させるようにしてある。

なお、印加電圧の修正量 $\Delta W_i(t)$ に応じた電圧振幅 $A_i(t)$ の更新を、DA変換器10のメモリを書き換えることにより行っている。一般に、DA変換器10で高速に正弦波を作り出すにはメモリとの組合せが考えられるが、メモリ書き換え時間を無視することはできない。例えば、図7に示す理想出力波形(a)を出力したい場合、実際のDA変換器10からの出力波形というのは、理想出力波形(a)と方形波(c)を掛け合わせたような波形(a)となる。なお、図において、 T_i は DA変換器10のメモリ書き換え時間であり、 T は書き換え更新周期である。

(Example)

図 8 に示すように、触覚センサ 2 として、スチール板 2 1 に 1 mm の切れ目をいれて、複数の領域に区画し、各領域にセンサユニット 5 を配置した構成のものを製作した。センサユニット 5 は計測点に貼り付けた 2 つの歪みゲージ 5 1、5 2 を用いて構成されたブリッジ回路 5 3 を備え、その出力の温度補償を行うようにした。コントローラ 3 の DA 変換器 1 0 からは、ソフトウェアにより混合正弦波信号 $y(t)$ を作り出して、30 kHz でアナログ出力を更新した。各計測点のブリッジ回路 5 3 には、アナログ BPF 5 5 を介して、単一の正弦波を印加した。単一の正弦波だけをブリッジ回路 5 3 に印加させるために、クオリティ・ファクタ（遮断特性の急峻さを決めるファクタ）を大きくできる 2 次バイカット型の BPF 5 5 を採用した。この BPF 5 5 は、素子のばらつきにより設定値通りに中心周波数を正確に合わせることが困難であったので、DA 変換器 1 0 から出力される正弦波の周波数を、BPF 5 5 の中心周波数に合わせるようにした。各アナログ BPF 5 5 は、互いに干渉する部分は 100 dB 以上減衰するように設計した。各計測点からの出力はインストルメンテーション・アンプ 5 4 により凡そ 1000 倍に増幅した。触角センサ 2 からの出力信号線を 1 本にするために、加算回路 5 6 により各センサユニット 5 からの出力を加算して、振幅変調された周波数多重信号を生成した。触角センサ 2 からの出力信号を、AD 変換器 7 により 5 kHz でサンプリングした。正弦波と余弦波の相関を求めるアナライザ 8 では、ここで用いるカットオフ周波数 50 Hz のデジタル LPF を 3 次パタワース特性で設計した。実験では τ/T を略 1.0 とするために、ゲイン更新周期 T を 250 ms とし、 $\tau/T = 0.80$ で実験を行った。ただし、実際の計測ではメモリ書き換え更新の後の安定な状態で計測を行った。

図 9 は、2 つの計測点に対して自動利得制御を行わなかったときの実験結果であり、それぞれのセンサユニット（歪みゲージ）には 313 Hz と 604 Hz の正弦波を DA 変換器 1 0 より印加してある。測定では、

最初に片方の 604 Hz を印加してある計測点を触れた後に、2つ同時に触れた。図 9 A は触角センサ 2 からの出力の生波形であり、図 9 B、9 C はアナライザ 8 で処理を行った後のデータである。これらの図においては、 $t = 0.9 - 1.3 \text{ sec}$ に 604 Hz の正弦波を印加してあるセンサユニットに触れて、 $t = 1.5 - 1.9 \text{ sec}$ に両方のセンサユニットに触れたことが読み取れる。図 9 B で、0.9 - 1.2 sec の間に入力信号がないにも拘わらず若干小さな出力が現れている。これは、中心周波数 604 Hz の BPF 55において、印加電圧や入力変位が大きいときに、周波数 313 Hz における減衰が充分ではないからであると考えられる。

図 10 A、10 B には、自動利得制御を行わなかったときに、ゲイン一定の触覚センサ 2 が飽和してしまう様子を示してある。図 10 A には単一計測点からの出力信号を示し、図 10 B には単一計測点に対して供給された DA 変換器 10 からの印加電圧である。図 10 A において、 $t = 3900 \text{ ms}$ 後に AD 変換器 7 が飽和している様子がうかがえる。

図 11 A ~ 図 11 D には自動利得制御を行った場合に、接触力を徐々に上げていったときに触角センサ 2 のゲインが下がっていく様子を示してある。図 11 D は単一計測点からの出力信号を示し、図 11 A、図 11 B は、それぞれ、図 11 C、図 11 D の一部を拡大した図である。図 11 A において、 T は AGC 9 のゲイン更新周期であり、 T_d はセンサの有効計測期間、 T_s は DA 変換器 10 のメモリ書き換え時間である。 T_s 後のデータは、BPF や LPF による立ち上がり遅れを考慮し、安定な状態まで待った後に計測期間 T_d を設けてある。図 11 C、11 D から、センサユニット 5 のゲインが接触力に応じて小さくなっていく様子がうかがえる。

What is claimed is:

1. 各計測点に貼り付けた歪みゲージによって、計測点毎にブリッジ回路を構成し、各ブリッジ回路からの出力に基づき、各計測点に作用する接触力などの触覚情報を検出する触覚情報検出方法において、周波数の異なる正弦波成分を含む混合正弦波信号を生成し、この混合正弦波信号を各ブリッジ回路に対してバンドパスフィルタを介して印加することにより、各ブリッジ回路に対して予め定められている単一周波数の正弦波信号を印加し、各ブリッジ回路から得られる出力を加算して加算出力を生成し、この加算出力から、三角関数の直交性を利用して、各計測点に作用している接触力および接触方向のうち、少なくとも接触力を求め、各計測点で計測された電圧振幅と、予め計測点毎に設定されている目標電圧とを比較し、これらの誤差を抑制するように、各計測点のブリッジ回路に印加される各周波数の正弦波信号の電圧振幅を調整して、各計測点のブリッジ回路のゲイン制御を行う触覚情報検出方法。

2. 請求項1に記載の触覚情報検出方法により各計測点に作用する接触力などの触覚情報を検出する触覚情報検出システムであって、触角センサと、コントローラと、前記触覚センサから出力される前記加算出力を前記コントローラに供給するための信号出力線と、前記コントローラから出力される前記混合正弦波信号を前記触覚センサに供給するためのゲイン制御線とを有し、前記触角センサは、複数のセンサユニットと、各センサユニットの出力を加算して前記加算出力を生成する加算回路とを備え、各センサユニットは、計測点に配置した複数の歪みゲージから構成される前記ブリッジ回路と、前記混合正弦波信号に含まれている予め定められた単一周波数の正弦波信号を前記ブリッジ回路に印加するためのバ

ンドパスフィルタとを備え、

前記コントローラは、前記信号出力線を介して供給される前記加算出力をA/D変換するA/D変換器と、A/D変換後の加算出力から、三角関数の直交性を利用して、各計測点に作用している接触力およびその接触方向のうち、少なくとも接触力を算出するアナライザと、各計測点で計測された電圧振幅および予め定められている目標電圧を比較し、これらの誤差を抑制するように、前記触覚センサの各センサユニットに印加される各周波数の正弦波信号の電圧振幅を調整する自動利得制御回路と、調整された電圧振幅を備えた各周波数の正弦波を含む混合正弦波を生成して出力するD/A変換器とを備えている触覚情報検出システム。

ABSTRACT

触覚情報検出システムは、歪みゲージを用いた触角センサとコントローラを有し、触角センサの各センサユニットの加算出力に基づき、コントローラのアナライザは各計測点の接触力 $F_i(t)$ を算出する。AGCは、各計測点で計測された電圧振幅が目標電圧になるように、各計測点のセンサユニットに印加される周波数 f_i の正弦波の電圧振幅 $A_i(t)$ を調整し、調整された電圧振幅 $A_i(t)$ を備えた各周波数の正弦波を含む混合正弦波 $y(t)$ が触角センサの各センサユニットに対して BPF を介して印加される。多数の計測点を含む触覚センサとコントローラの間の配線数を少なくでき、歪みゲージからなる触覚センサのゲインを適切な範囲に制御可能である。

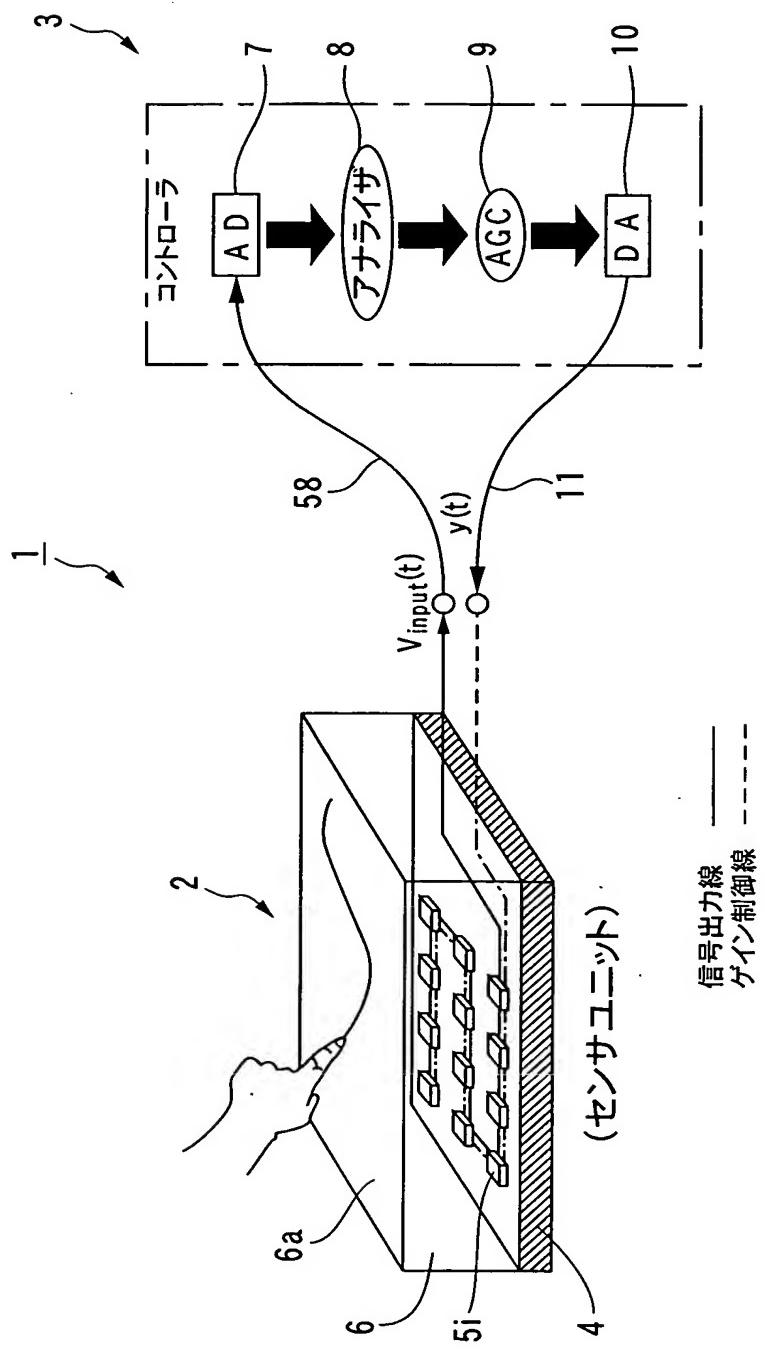


Fig.1

Fig.2

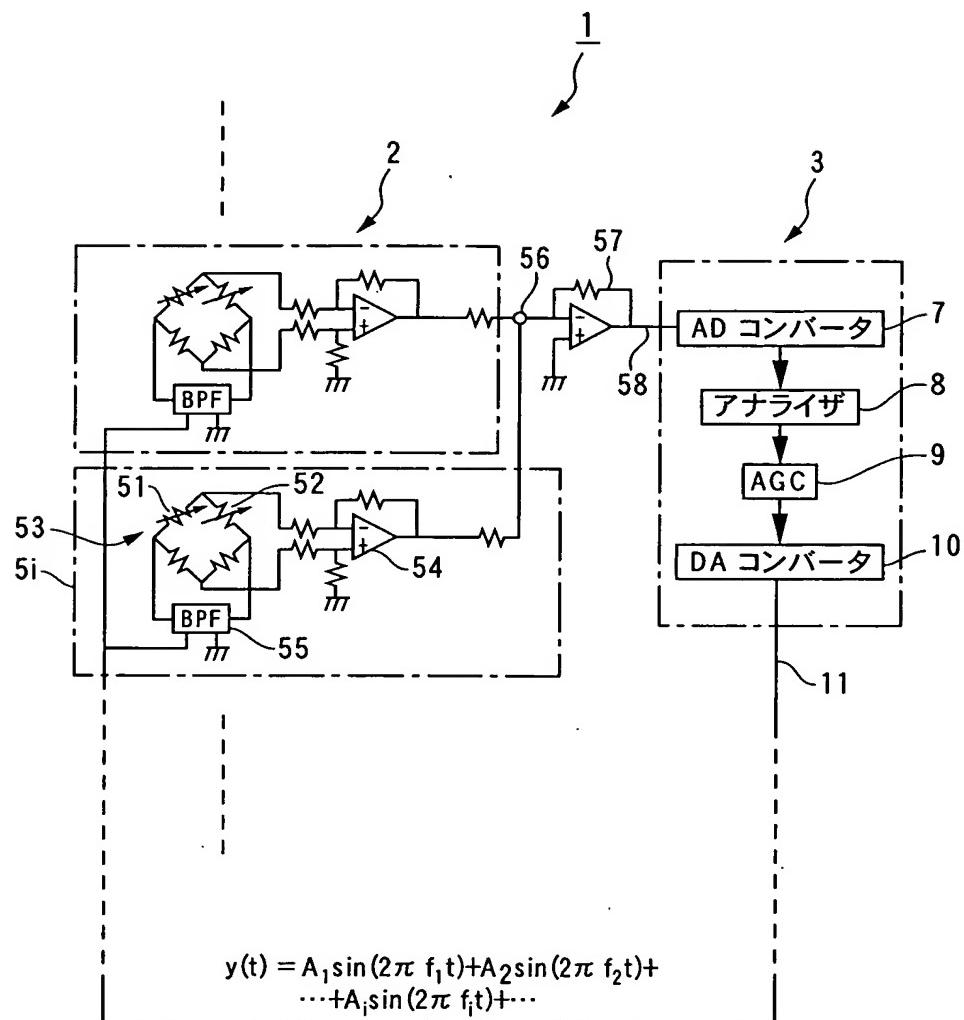
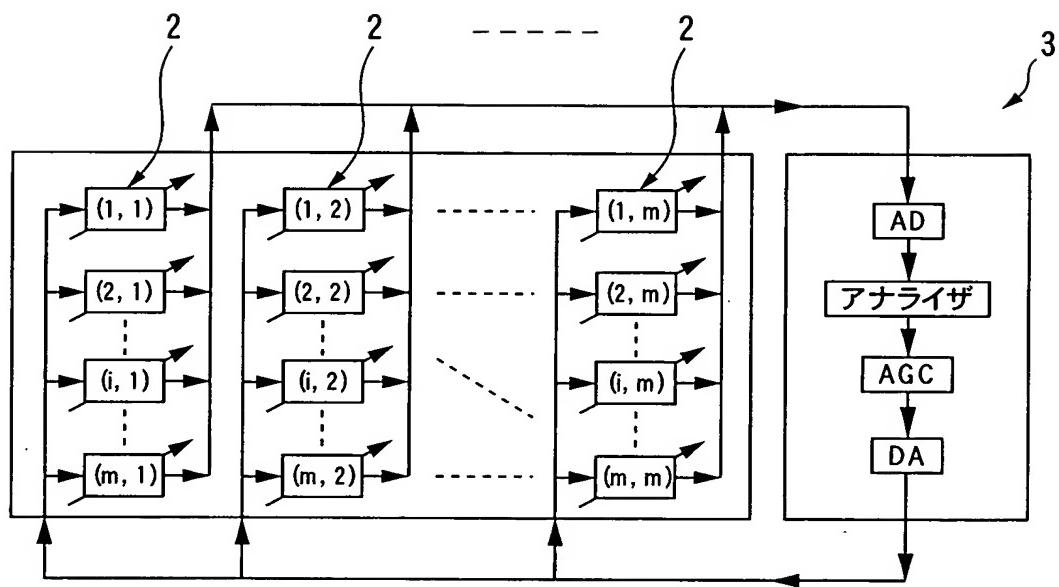
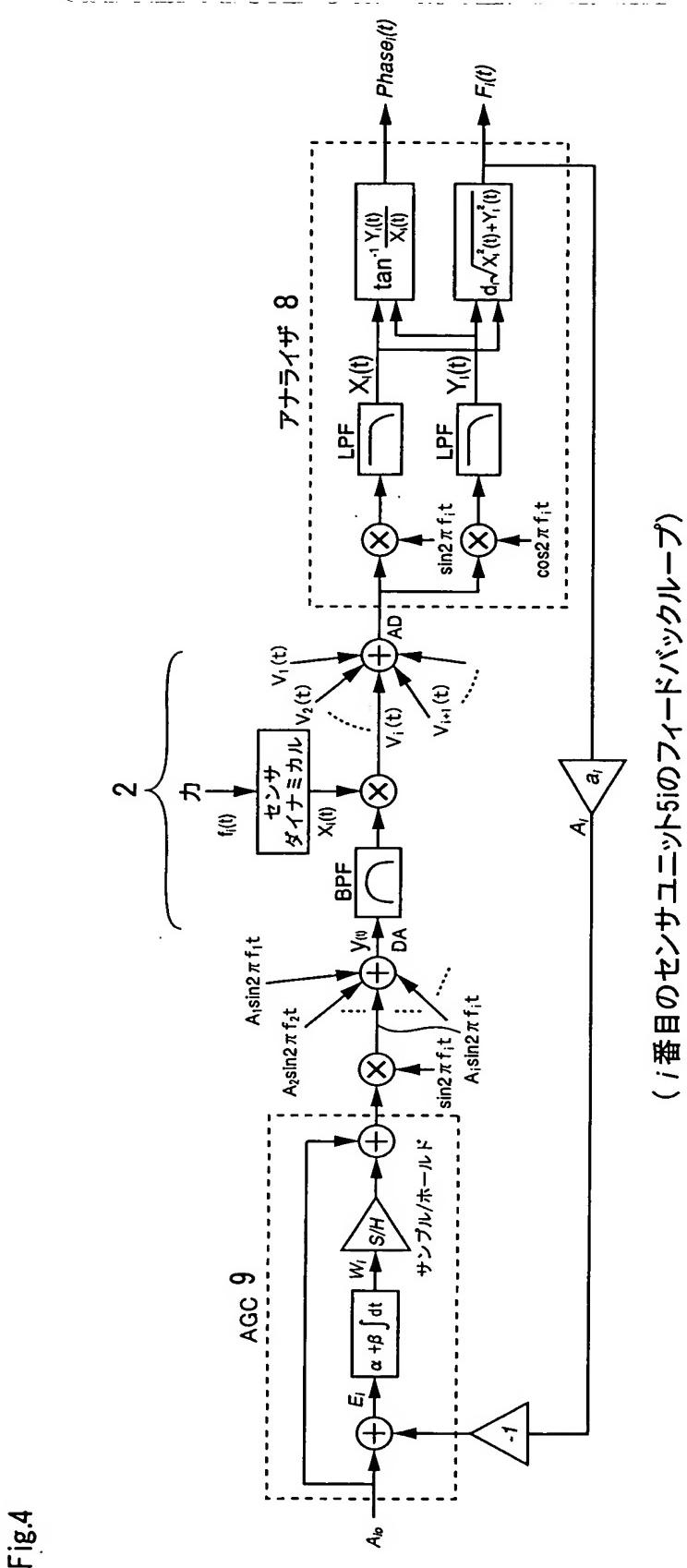


Fig.3





(*i*番目のセンサユニット*i*のフィードバックループ)

Fig.4

Fig. 5A

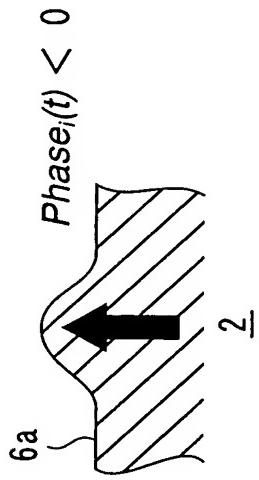
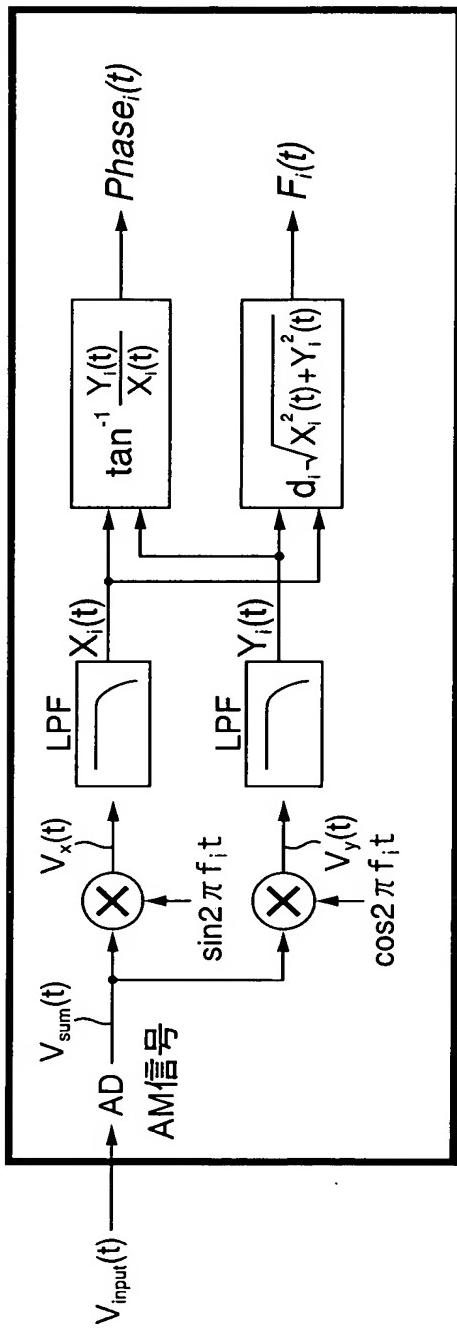


Fig. 5B
 $Phase_i(t) > 0$

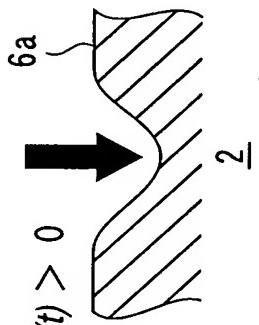


Fig. 5C
 $Phase_i(t) < 0$

Fig. 6

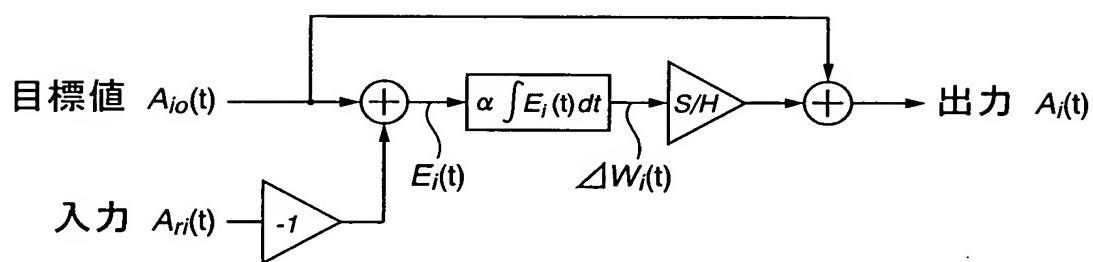


Fig. 7

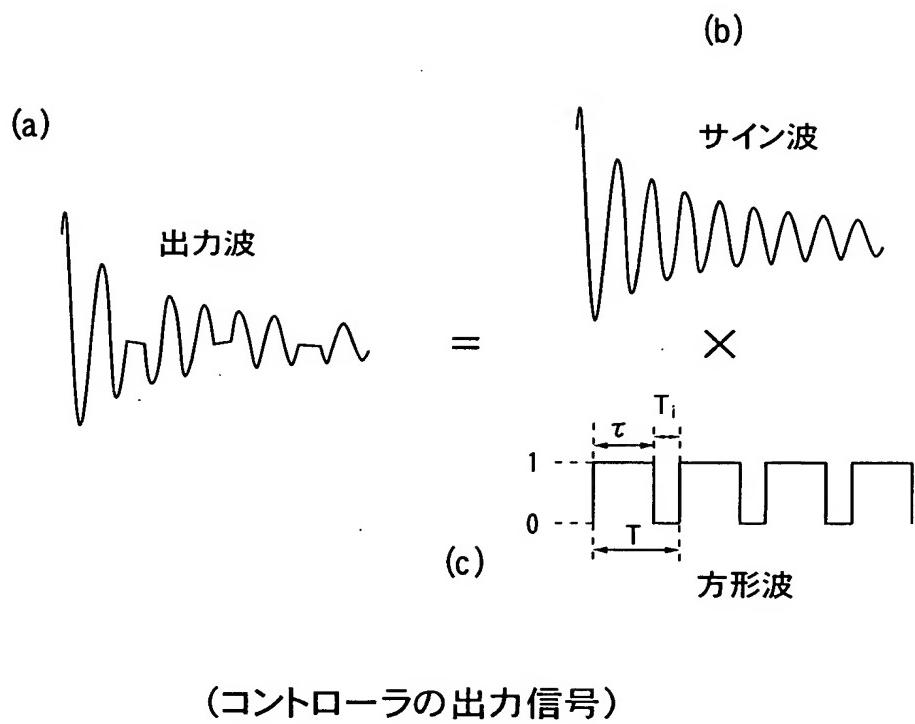


Fig. 8

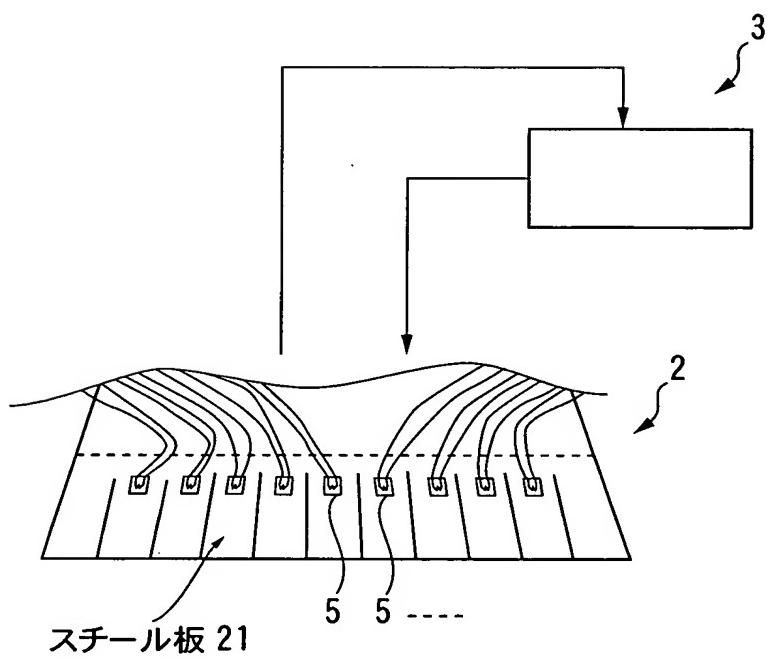


Fig. 9A



Fig. 9B

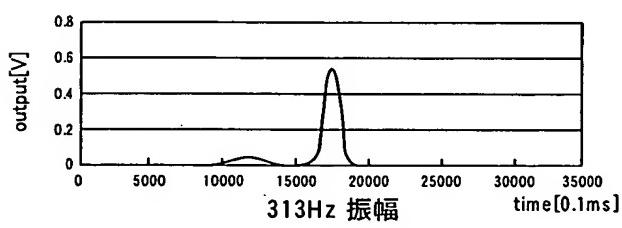


Fig. 9C

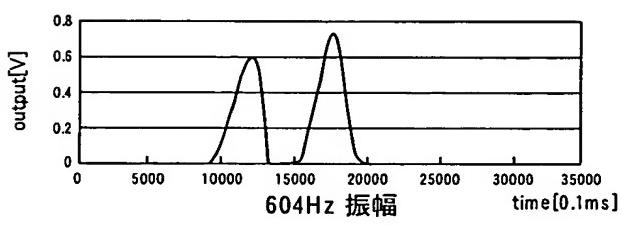


Fig. 10A



Fig. 10B

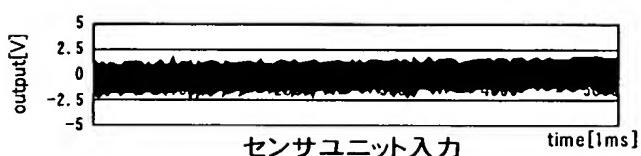


Fig. 11A

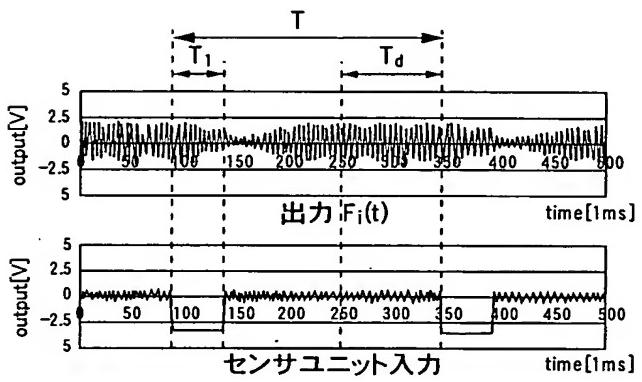


Fig. 11B

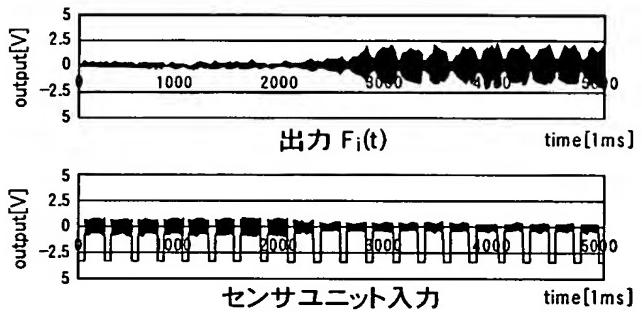


Fig. 11C

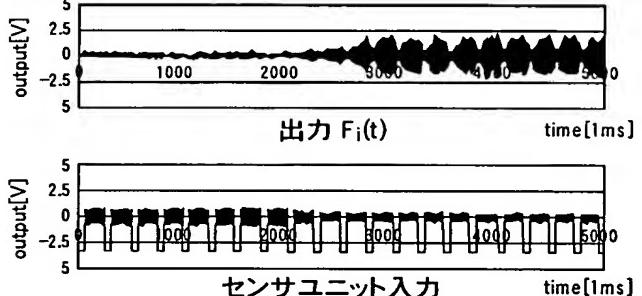


Fig. 11D